

⑬ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭59—102127

⑥ Int. Cl.³ 識別記号 庁内整理番号
G 01 H 5/00 6860—2G
// A 61 B 10/00 1 0 4 6530—4C
G 01 B 17/02 7707—2F
G 01 F 1/66 7507—2F
G 01 N 29/00 6558—2G

⑬ 公開 昭和59年(1984)6月13日

発明の数 2
審査請求 未請求

(全 11 頁)

⑭ 超音波パルスの伝播時間を決める方法および装置

グ61ケーニツヒーハイニンリッ
ヒーヴェーク127デー

⑮ 特 願 昭58—211732

⑯ 出 願 人 エヌ・ペー・フィリップス・フ
ルーイランペンファブリケン
オランダ国5621ペーアー・アイ
ンドーフエン・フルーネヴァウ
ツウエツハ1

⑰ 出 願 昭58(1983)11月12日

優先権主張 ⑱ 1982年11月16日 ⑲ 西ドイツ
(DE) ⑳ P3242284.9

㉑ 発 明 者 ヘルマン・シヨンベルク
ドイツ連邦共和国2000ハンプル

㉒ 代 理 人 弁理士 杉村暁秀 外1名

明 細 書

1. 発明の名称 超音波パルスの伝播時間を決める方法および装置

2. 特許請求の範囲

1. 超音波パルスを検査領域に通し、電気信号に変換し、この場合超音波パルスの送信時点から測定信号が所定の値に達した時点迄の時間 ($n^* T$) を測定するようにした、超音波パルスの伝播時間を決める方法において、測定信号 (S) を所定の割合 ($\frac{1}{T}$) でサンプルし、かくして形成されたサンプリング値を覚え、一連のサンプリング値 ($S_1 \dots S_M$) により形成された測定値の範囲を、一連の基準値の形でやはり覚えられた基準値 (S^*) の同じ長さの範囲 (例えば $S_{K+1} \dots S_{KM+1}$) と比較し、基準信号 (S^*) の範囲と場合によつては測定信号 (S) の範囲をその都度1つのサンプリング点について繰り返しシフトし、シフトされた範囲 (例えば $S_1 \dots S_M$; $S_K^* \dots S_{KM}^*$) を再度比較し、範囲の対応が最もよいところ

でシフト (1^*) を決め、このようにして得られた範囲のシフト (1^*) に応じて測定時間 ($n^* T$) を補正することにより伝播時間 Z を決めることを特徴とする超音波パルスの伝播時間を決める方法。

2. 基準信号 (S^*) を、測定信号 (S) よりもフ
アクタ K だけ大きなサンプリング点密度で覚え、範囲を形成する基準値の各部分連続を基準値 ($S_K^*, S_{2K}^* \dots S_{K(M-1)}^*, S_{KM}^*$) より形成し、これ等の部分連続の間に、その都度 $K-1$ の他の基準値を連続して置くようにした特許請求の範囲第1項記載の方法。

a. 1 を可変の整数とし、

$$A(1) = \sum_{m=1}^M S_m^2$$

$$B(1) = \sum_{m=1}^M S_m S_y^*(m; 1)$$

$$C(1) = \sum_{m=1}^M (S_y^*(m, 1))^2$$

で、こゝで S_m は m 番目のサンプリング値、 $S_y^*(m, 1)$ は y 番目の基準値、 $y(m, 1) = K(m + N) + 1 - 1$ 、 N と K は整数で、 K は、一方においては基準信号のサンプリング点の密度、他方においては測定信号のサンプリング点の密度の商に等しい整数とした場合に、関係式

$$G(1) = -B(1)^2 / A(1) + C(1)$$

によつて幾つかの値 $G(1)$ を形成し、附帯条件 $B(1) > 0$ の下で $G(1)$ が最小値をもつ値 1^* を決め、 T をサンプリング割合の逆数とし d を所定の装置常数とした場合に関係式

$$Z = n^* T + 1^* T / K - d$$

によつて伝播時間 Z を形成することを特徴とする特許請求の範囲第 1 項または第 2 項記載の方法。

4. 1 を可変の整数とし、

$$A(1) = \sum_{m=1}^M (S_{x(m, 1)})^2$$

し、 d を所定の装置常数とした場合に関係式

$$Z = n^* T + 1^* T / K - d$$

によつて伝播時間を決めることを特徴とする特許請求の範囲第 1 項または第 2 項記載の方法。

6. 被検査物を液体で満たした容器内に浸漬するようにしたものにおいて、音響特性の復原のために伝播時間 Z を Z_0 で割り、この場合 Z_0 は被検査物によつて影響されない超音波パルスの伝播時間でありまたこれを求める際には送信機と受信機間の幾何学的な距離を同一にしておく特許請求の範囲第 1 項から第 4 項の何れか 1 項記載の方法。

8. 測定信号 (S) と基準信号 (S^*) との短時間相互相関関数 $B(1)$ を、サンプリング値 (S_x) と基準値 (S_y^*) から形成し、短時間相互相関関数 $B(1)$ が絶対最大値を有する 1 の値を求める特許請求の範囲第 3 項または第 4 項記載の方法。

$$B(1) = \sum_{m=1}^M S_{x(m, 1)} \cdot S_{y(m, 1)}^*$$

$$C(1) = \sum_{m=1}^M (S_{y(m, 1)}^*)^2$$

とし、こゝで S_x を x 番目のサンプリング値、 S_y^* を y 番目の基準値とし、この場合

$$x(m, 1) = m + \text{int}((1-1)/K)$$

$$y(m, 1) = Km + 1 - 1 + K \text{int}((1-1)/K)$$

で、 K は一方においては基準信号のサンプリング点の密度、他方においては測定信号のサンプリング点の密度の商に等しい整数とした場合に、関係式

$$G(1) = -B(1)^2 / A(1) + C(1)$$

によつて幾つかの $G(1)$ を形成し、附帯条件 $B(1) > 0$ の下で $G(1)$ が最小値をもつ値 1^* を決め、最後に、 T をサンプリング割合の逆数と

7. 超音波パルスを発生する送信機(2)と、この超音波パルスを受信する受信機(8)と、パルスの送信時点から受信機で発生された測定信号が所定の値を越えた時点迄の時間を決める検出装置(6……11)と、超音波パルスの伝播時間から送信機と受信機間の検査領域の音響特性を決める復原ユニット(24)と、この復原ユニットで決められた検査領域内の像を表示する表示装置(25)とを有する超音波パルスの伝播時間を決める装置において、所定のサンプリング割合($1/T$)で受信信号(S)をサンプリングする装置(7)と、このようにして形成されたサンプリング値(S_x)を蓄える第1のメモリ装置(16)と、基準信号のサンプリング点(S_y^*)をファクタ K だけ大きい密度で蓄える第2のメモリ装置(17……20)と、関数

$$G(1) = -B(1)^2 / A(1) + C(1)$$

が附帯条件 $B(1) > 0$ の下で最小値を有するかま

たは関数 $B(t)$ が最大値を有する値 t^* を決める演算ユニットと、関係式

$$Z = n^* T + t^* T / K - d$$

によつて伝播時間に対応する値を形成する装置(28)とを有することを特徴とする超音波パルスの伝播時間を決める装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は、超音波パルスを検査領域に通し、電気信号に変換し、この場合超音波パルスの送信時点から測定信号が所定の値に達した時点迄の時間を測定するようにした超音波パルスの伝播時間を決める方法に関するものであり、更にまたこの方法を実施する装置に関するものである。

この種の方法は、例えば連続した超音波パルスの伝播時間によつて検査領域内の音波屈折率分布または速度分布を復原する超音波CT等に必要である。

この種の方法および装置は、ドイツ公開公報第2737100号(米国特許第4,075,883号)お

本発明の目的は、必要な正確度でこの伝播時間を決めることにある。

本発明はこの目的を次のようにすることにより達成したものである、即ち、測定信号を所定の割合でサンプルし、かくして形成されたサンプリング値を蓄え、一連のサンプリング値より形成された測定値の範囲を、一連の基準値の形でやはり蓄えられた基準値の同じ長さの範囲と比較し、基準信号の範囲と場合によつては測定信号の範囲をその都度1つのサンプリング点について繰返しシフトし、シフトされた範囲を再度比較し、範囲の対応が最もよいところでシフトを決め、このようにして得られた範囲のシフトに応じて測定時間を補正することにより伝播時間を決めるようにする。

したがつて本発明では、このように公知の装置と同様に超音波パルスの送信時点から測定信号が1つのしきい値に達する時点迄の経過時間の比較的不正確な測定を用いるが、この不正確な値を補正する。

この補正には、動作中に何等の障害を受けずま

よびドイツ公開公報第2827423号(米国特許第4,279,157号)により公知である。これ等の公知の方法および装置では、超音波送信機と超音波受信機との間にある物体の1つの層内の屈折率分布または速度分布の像がつくられる。この層内の多数の点に対して、復原ユニットが、送信機から受信機への超音波パルスの測定伝播時間に基づいてそれ等のパラメータを決める。復原された分布をできるだけ実際の分布に対応させるために、特に超音波パルスの伝播時間を例えば20 nsの精度で正確に決めねばならない。

伝播時間を決めるために、公知の装置では、超音波送信時間から、一般には障害レベルのすぐ上にある所定のしきい値を受信信号が越えた時点迄の経過時間を決める。このような伝播時間の正確度は、信号が種々の測定の間少なくとも略々同じ振巾を有したノイズ等による障害が比較的低ければ、特に問題はない。けれども、このような条件は実際には満足されないのが普通であり、許容以上の大きな測定誤差が生じやすい。

た平均した音波減衰をもつた典型的な測定信号の時間的変化を表わす基準信号を用いる。この基準信号は、例えば送信機と受信機の間均質な媒体を設け、このため超音波パルスが平均した減衰を受けるようにすることによつて得られる。この時得られた測定信号をサンプルし、メモリに蓄える。障害(ノイズ等)の影響を除くために、測定を同一条件下で数多く反復し、同じ時点(超音波パルスの送信に関して)に現れるサンプリング値の平均値を形成する。これ等の平均値は基準値を形成し、一連の基準値は基準信号を形成する。このようにして得られた基準信号はいつ迄もとつておかれる。けれども、場合によつては、速度および減衰が互に著しく異なる媒体に対する幾つかの異なる基準信号を用意しておき、その都度最も適当な信号を伝播速度の決定に用いるようにするのも有利である。

この補正は、測定信号の蓄えられた範囲のカーブの形は適当な時間ずれをもつて基準信号のカーブの形に対応する筈であるという考えに基づくもの

である。この時間のシフトは、範囲をその都度1つのサンプリング時点について段階的に互にずらし、測定信号と基準信号との範囲の間に最も良い対応が得られたところでシフトを測定することによつて、求めることができる。この場合測定信号の範囲が遅い時点の方にまた基準信号の範囲が早い時点の方にシフトされる時には、このシフトを、始めに測定された時間より差引かねばならない。他の場合には加えねばならない。場合によつては、このようにして求めた値に、装置の構成および選択した方法によつて決まる値を加えることもある。

基準信号が測定信号と同じサンプリング点密度で蓄えられると、伝播時間の決定の正確度はサンプリング割合の逆数に当る。したがつて、必要な正確度を得るために、測定信号を20 ns おきまたはそれ以上の頻度でサンプリングすることが必要である。これには非常に高速のデジタル-アナログ変換器が必要となる。更に、十分に長い範囲を蓄えるためには、蓄えるべきサンプリング点の数が比較的多くなり、このため最も適当なシフトを決

めるのに要する時間が長くなる。

したがつて、本発明の好ましい実施例では、基準信号を、測定信号よりもファクタKだけ大きなサンプリング点密度で蓄え、基準値から、範囲を形成する基準値の各部分連続をつくり、これ等の部分連続の間に、その都度K-1の他の基準値を連続して置くようにする。測定信号と基準信号の間に起り得るシフトが小さいので、正確度が増す、即ち、正確度は、サンプリング割合とファクタKの積の逆数によつて決まる。この場合、測定信号を蓄えるのに使用されるサンプリングの数は、ファクタKだけ小さい。

本発明の方法では、測定信号を発生するトランスジューサにおいて超音波の到達後に生じるサンプリング値を蓄えることが必要なだけである。もつぱら障害とノイズによつて形成された、超音波トランスジューサの出力信号の始めの部分は、蓄える必要もサンプリングする必要もない。

以下本発明を図面の実施例を参照して詳細に説明する。

第2図は、適当な液体、例えば水、を満した円筒状の容器(平面図)を示す。この容器は、一直線に近接して配された多数(例えば60)の超音波送信機を有する。容器1は更に、同様に一直線に近接して配された対応する数の超音波受信機8を有し、送信機2の列と受信機8の列とは平行である。この2つの列の間には検査領域が設けられ、被検査物4がこの領域内に配される(この装置は好適な例としては人間の胸部の検査に用いられる)。

伝播時間の決定のために、超音波送信機は短時間附勢される。超音波パルスは検査領域したがつて被検査物4を経て通り、次いで、対向している超音波受信機で電気信号に変換される。この動作は、この場合相隣る超音波変換器が送信しそして受信するとすれば、すべての変換器が1回送信しそして受信する迄繰り返される。次いで、図示しない方法で機械的に結合されている超音波送信機2と超音波受信機8とは、図面に対して直角な軸の周りに僅かな角度回転され、しかる後前記の動

作が繰り返される。このようにして、少なくとも180°回転された後、超音波送信機2は、図面に対し直角方向に、超音波受信機8と共にずらされ、今迄よりも深い(または高い)ところにある層がやはり検査される。

超音波受信機8の出力は、マルチプレクサ5を経て増幅器6の入力に接続される。この増幅器の利得は電子的に調整可能であり、またその出力信号はアナログ-デジタル変換器7に加えられる。前記の増幅器6の利得は、その出力信号が、少なくとも略々アナログ-デジタル変換器で処理できる増幅範囲内にあるように、選ばれる。この目的で、利得を、先行の測定のピーク値によつて補正してもよい、というのは、一般的にいつて減衰は前記の先行の測定の間本質的に変わらないからである。

アナログ-デジタル変換器7のクロック入力、例えば60 nsの周期をもつパルス形のクロック信号を発生するクロック発生器8の出力に接続される。このクロック発生器8の出力はまた、制御

可能なスイッチ9を経て、カウンタ10の入力にも接続されている。前記の制御可能なスイッチ9は比較器11により制御されるが、この比較器は、アナログ-デジタル変換器7より供給された2進数と、大きさが障害レベルよりも値か上にあるサンプリング値に相当するように選ばれた2進数 S_0 とを比較する。1つのサンプリング値 S_i が値 S_0 よりも大きくなると直ちにスイッチ9が開かれ、伝播時間の検査の終り迄開放状態に保たれる。

クロック発生器8は更にスタートパルス発生器12のトリガ-入力とも接続される。このスタートパルス発生器12は、適当な信号がそのスタート入力13に存在しそして同時にクロックパルスの立上り縁がそのトリガ-入力に現れると、(1個の)スタートパルスを供給する。このスタートパルスは励起回路14を附勢し、この励起回路は、この時点に伝播時間測定を指定された超音波送信機を励起するパルスを発生する。更に、スタートパルスはスイッチ9を閉じ、カウンタ10をリセットする。したがって、カウンタ位置は、どの時

点においても、スタートパルスまたは超音波パルスの送信から経過した時間に比例し、比較器11によるスイッチの開放後のカウンタ位置 n^* は、超音波パルスの送信からサンプリング値の1つが値 S_0 に達するかまたはこれを越えた時点迄の時間に比例する。

アナログ-デジタル変換器7のサンプリング値 S_i はデジタル遅延線15にも加えられる。このデジタル遅延線15はシフトレジスタとして形成され、その出力信号は、入力信号に対して、シフトレジスタ内のサンプリング値を蓄えるメモリ場所と同じ数のクロックパルス T だけ遅延される。以下に詳述するように、デジタル遅延線15は、或る種の下では省略することもできる。デジタル遅延線の出力はシフトレジスタ16のデータ入力に接続される。このシフトレジスタ16は M のメモリ場所(例えば $M=7$)を有し、そのクロック入力(図示せず)はやはりクロック発生器8のクロックパルスで制御可能である。比較器11の附勢後(スイッチ9の開放後)更に M のサンプリ

ング値がデジタル遅延線15に加えられ、 M のサンプリング値がシフトレジスタ16に書き込まれる。したがって若しデジタル遅延線15が無いとすれば、サンプリング値 $S_1 \dots S_M$ は、しきい値 S_0 に達したまたはこれを越えた後の最初の M のサンプリング値になる。けれども、若しデジタル遅延線15を形成するシフトレジスタが P のサンプリング値 S_1 ($P < M$)に対するメモリ位置を有すれば、サンプリング値 $S_1 \dots S_{P-1}$ はしきい値に達する前の最後の $P-1$ サンプリング値であり、一方 S_P は S_0 よりも大きな最初のサンプリング値であり、他の値は、直接にこれに続くサンプリング値である。前記の M のサンプリング値がシフトレジスタ16内に蓄えられるとこの動作は終結される。この目的で、例えば、比較器11の出力信号でリセットされそして例えばパルス発生器8とデジタル遅延線15の間でクロック線をしや断するカウンタ(図示せず)を設けてもよい。

次いで、シフトレジスタ16は循環的に結合され、このため、クロックパルスが加えられると、

各サンプリング値は、サンプリングの間直前のサンプリング値によつて占められていたメモリ場所に動かされる、即ち今度はサンプリング値 S_M が、サンプリング値 S_{M-1} によつて占められていたメモリ場所を占め、サンプリング値 S_2 がサンプリング値 S_1 のメモリ場所を、サンプリング値 S_1 がサンプリング値 S_M のメモリ場所を占める。このシフトレジスタ16をランダムアクセスメモリで形成し、そのアドレスカウンタを、メモリが外部に対してシフトレジスタとして働くように公知の方法で制御するようにしてもよい。けれども、サンプリング値はそのメモリ場所を変えない。

信号処理を更に説明するために、先づ第1a図と第1b図を参照する。第1a図は増幅器6の出力における信号 S の時間的な変化を示す。破線 S_0 は信号に重畳される障害レベルを表わす。この信号は $1/T$ ($T=60\text{ ns}$)の割合でサンプリングされる。このことは、信号 S の最初の負の部分に負のしきい値 S_0 を越える前でもサンプリング値が 60 ns 毎に得られることを意味する。この場合

「越える」というのは、 S の絶対値が S_0 の絶対値よりも大きいことを意味する。この時点と超音波パルスの送信の時点との間には時間 n^*T が経過しており、 n^* はしたがってカウンタ10の位置を示す。次いで更に M のサンプル値 $S_1 \dots S_M$ が測定され、前述のようにしてシフトレジスタ16に蓄えられる。この場合遅延線15は無くてもよい。

サンプリング割合 $1/T$ は、零点通過の間信号 S を数回サンプリングできるように、超音波振動に合わせねばならない。ここに示した T (60 ns)の値に対しては、超音波振動の周波数は例えば3.5 MHzとしてもよい。 M 、即ちサンプリングの数は、信号 S の代表的な部分が測定できるように選ばれる。既に述べたように、 $M=7$ は適当な値である。

第1b図は基準信号 S^* の時間的な変化を示す。この信号についても代表的な部分がサンプリングされ、サンプリング値(ここでは基準信号と呼ぶ)はメモリ装置内に蓄えられる。けれども、サンプリング点の密度即ち単位時間当りの基準値の数は

ファクタ K だけ大きく、この K は例えば4のように整数である。これはサンプリング割合 K/T に当る、即ち基準信号は15 ns毎にサンプルされる。

測定信号との更に別の相違は、基準値が蓄えられる基準信号の時間範囲が測定信号 S のこれに相当する時間よりも大きいということである。基準値の数は $K(M+N)$ になり、この場合 N は、補正の最大値を決める例えば2のような整数である。

超音波パルスの送信時点からしきい値 S_0 が越えられる時点迄に経過した時間を表わす値 n^*T は、超音波パルスの伝播時間の近似値でしかない。というのは、一万においては既に述べた理由からであり、他方においては比較的長いサンプリング周期($T=60$ ns)のためである。この比較的の不正確な値を補正するために、基準信号が、測定信号に対して(またはその逆に)対応する信号範囲が一致する迄シフトされる。この時値 n^*T は、このシフトに応じて補正される。

この補正の値の決定は、サンプリング値 $S_1 \dots S_M$ に可能な限り対応する一連の基準値を實際

に見出すことである。この補正の正確度は値 T/K によつて決まる、即ち、測定信号は60 ns毎にしかサンプルされないが、伝播時間は $T/K=15$ ns迄正確にきめることができる。

補正の値を決定するために、先づ関数 $F(a, l)$ が次の関係式に従つて形成される。

$$F(a, l) = \sum_{m=1}^M (aS_m - S^*_{K(m+N)+1-l})^2 \quad (1)$$

$F(a, l)$ の値は、サンプリング値 $S_1 \dots S_M$ で決められ且つファクタ a を乗じた測定信号の範囲と、パラメータ l で決められる基準信号の対応した長さの範囲との偏差の尺度である。前記のファクタ a は、 l が一定の場合に「合う正確度」は測定信号の振幅によつても決まるということを考慮に入れる役目をする。けれども、正の値に限定される必要がある。

見出すべき値は、関数 $F(a, l)$ が最小値をとる値 l^* である。これは次のように考えることによつて得られる、即ち

$$F(a, l) = a^2 \cdot A - 2a \cdot B(l) + C(l) \quad (2)$$

ここで、

$$A = \sum_{m=1}^M S_m^2 \quad (3)$$

$$B = \sum_{m=1}^M S_m \cdot S^*_{K(m+N)+1-l} \quad (4)$$

$$C = \sum_{m=1}^M (S^*_{K(m+N)+1-l})^2 \quad (5)$$

l が一定の場合に対しては、 $F(a, l)$ は多くても

$$\frac{\partial F(a, l)}{\partial a} = 0$$

の場合に a の関数として最小になる。

これは

$$a(l) = B(l)/A \quad (6)$$

に対する場合である。

式(2)において a の代りにこの値 $a(l)$ を入れ、こ

の時得られる値を $G(1)$ とすると、次の式が得られる。

$$G(1) = -B^2(1)/A + C(1) \quad (7)$$

したがって、 $G(1)$ が絶対最小値を有する 1 の値を見出せばよい。けれども、 $G(1)$ は副最小値を示すことがあることに注意せねばならない。しかし、シフトの生じる範囲は、所望の主最小値の外にはこの範囲内に1つの副最小値しか含まないように選ばれる。主最小値はこの場合、 $a > 0$ または(6)式によれば $B(1) > 0$ という附加条件によつて特徴づけられる。 $G(1)$ を計算するために、式(8)によつてサンプリング値より変数 A を計算し、式(4)より、サンプリング値と対応基準値の各 1 に対して変数 $B(1)$ を計算する必要がある。変数 $C(1)$ (式(5)) は測定信号と無関係であり、したがつてこの変数は既に適当なメモリに蓄えておいてもよい。このようにして得られた A 、 $B(1)$ および $C(1)$ の値から $G(1)$ を式(7)によつて計算することができる。 $G(1)$ が最小値となる値 1^* は、値

$1^* T/K$ を $n^* T$ に加えることによつて、補正に用いられる。 $G(1^*)$ の値即ち関数 $G(1)$ の最小値は、サンプリング値と 1^* で定義される一連の基準値とが合う既合の尺度である。即ち、連続して負でない値 $G(1^*)$ が小さければ小さい程、測定信号がそれだけ良く合い、またより正しい値 1^* が求められる。

けれども、値 A は 1 と無関係であり、また 1 を 1 だけ増加または減少しても $C(1)$ は極く僅かしか変化しないことを考慮すると、前述の計算を更に簡単にすることができる。即ちこの場合は、附加的に $B(1) > 0$ を条件として、関数 $G(1)$ は $B(1)$ が最大値を有する時に最小値を有するからで、したがつてこの場合 $B(1)$ の最大値を求めさえすればよく、これは僅かな演算操作で可能である。更に変数 $B(1)$ は、測定信号と基準信号との間の所謂短時間相互相関関数 (short-time cross-correlation) (VEB - Verlag Technik Berlin 1976 年発行 Woschin 著「情報技術」(「Informationstechnik」) 第2版 161 頁参照)

のデジタル表示を示し、これは2つの信号 S と S^* の相関の尺度である。けれども、最大値 $B(1^*)$ の大きさは、サンプリング値と基準値との対応の良否を一義的に示すものではない。その理由は、 $B(1^*)$ はこの対応度に依存するだけでなしに、アナログ-デジタル変換器7の入力のアナログ信号の振幅の変動にも依存するからである。 $B(1)$ が最大になる値 1^* を見出した後に、 $G(1^*)$ を計算し、対応の正確さの良否の尺度として使用することができる。これは、前以てすべての値 $G(1)$ を計算するよりも僅かな演算操作である。

$B(1)$ の最大値をどのように求めるかを以下第2図および第3図を参照して詳細に説明する。

基準値は、シフトレジスタとして形成されたものでよい4つのメモリ装置17、18、19および20に蓄えられるが、これ等のメモリ装置は、値が連続的に取り出されるようにそのアドレスカウンタが制御されるプログラム可能な読み出し専用メモリ (PROM) で形成されることが好ましい。各メモリ17……20は少なくとも $M+N$ のメモ

リ場所を有し、したがつてこの実施例では少なくとも9のメモリ場所を有する。メモリ17には第1の基準値と以下の K 番目毎の基準値即ち基準値 $S_1^*, S_{K+1}^*, \dots, S_{K(m+N-1)+1}^*$ が蓄えられる。第2のメモリ18には基準値 $S_2^*, \dots, S_{K(m+N-1)+2}^*$ が、 K 番目のメモリ即ち第4のメモリ20には基準値 $S_K^*, \dots, S_{K(m+N)}^*$ が蓄えられる。この代りに1個のメモリにすべての基準値を蓄えることも可能であるが、この場合には、連続したアドレスをもつメモリ場所に、連続した基準値ではなくて、 K 番目毎の基準値、したがつて例えば S_K^*, S_{2K}^*, \dots 等を蓄え、後の処理におけるアドレス指定を簡単にせねばならない。4個のメモリの出力は、マルチプレクサ22を経て演算ユニット21に接続される。この演算ユニット21はまたシフトレジスタ16に蓄えられた値 S_1, \dots, S_m を受ける。

前記の演算ユニット21は $B(1)$ が最大値をもつ値 1^* を決める。これは、適当にプログラムされたマイクロコンピュータで行うことができる。値 1^* を得るのにマイクロコンピュータで使

れる構造 (Structure) ダイアグラム (Nassi - Schneiderman ダイアグラム) を第 3 図に示す。値 $S_1 \dots S_m$ が蓄えられた後、比較値 Max および更に値 1^* も第 1 ステップ 210 で 0 にセットされる。第 2 ステップ 211 は、 L 回 ($L = K(N+1) = 12$) で完了されるループを示す。ループの第 1 ステップ 212 は値 B の計算、特に値 $l = 1$ に対する値 B の計算である。このステップは、先づ値 S_1 がメモリ 16 から取り出され、値 $S_{K(M+N)}^* = S_{8K}^*$ がメモリ 20 から取り出されるサブルーチンを表わす。これ等の値は互に乗算される。この積に値 S_2 と S_{8K}^* の積が加えられ、7 番目のステップにおいてサンプリング値 S_M と基準値 $S_{K(M+N)}^*$ が取り出され、互に乗算され、前記の和に加算される迄続けられる。この場合すべての基準値がメモリ 20 より取り出される。

前述のようにして値 B が計算されると、この値はステップ 213 の間に比較値 Max と比較される。若し計算された値 $B(l)$ が比較値 Max よりも大きければ、計算された値 B が比較値 Max に割当てら

れ (ステップ 214)、その都度の l の値 (したがってこの場合には 1) が値 1^* に割当てられる (ステップ 215)。次いで、若しくは若しテスト 213 によつて計算値 B が比較値よりも大きくなることがわかると、計算はプログラムループ 211 の第 1 ステップ 212 に戻されるが、この場合 l は 2 にセットされる。 B の計算のために、メモリ 19 よりの基準値 $S_{2K+8}^* \dots S_{K(M+N-1)+8}^*$ がメモリ 16 よりの関係値 $S_1 \dots S_M$ と乗算されるが、この場合、マルチプレクサが前記のメモリ 19 の出力と演算ユニット 21 のデータ入力とを接続することが必要である。この場合質問 213 が再び行われ、新しい計算値が (場合によつては既に変えられた) 比較値 Max よりも大きいかなにかによつて値 Max および 1^* が再び変更されるかまたはされず、この後に次のステップ ($l = 8$) が繰り返される。ステップ 212, 213 および場合によつては 214, 215 は全部で 12 回繰り返される。次いで一般に値 $B(l)$ から $B(12)$ 迄の最大値とこれに関係する値 1^* が決められる。 $1^* = 0$ (ステ

ップ 210) の場合だけはすべての B 値は負であろう。けれどもこの結果は何等かのエラーを意味するもので、したがって、これを、この明らかに間違つた値が復原 (reconstruction) に及ぼす影響を除去するのに用いることができる。

これ迄は変数 $B(l)$ および $G(l)$ が l のすべての値即ち $l = 1 \dots L$ ($L = K(N+1)$) に対して形成されねばならないという前提に立つてきた。けれども、若し測定信号 S の特徴部分の位置、例えば最初の正の最大値の位置がわかっている (第 1 図でいえば S_8)、各測定をこの値の範囲に限定することができる。このためには、一連の最初の正の最大値を決め、 S_1 から S_M の値のどれにこの最大値があるかによつて、 l が変化される範囲を制限するようにすることが必要なだけである。このようにすれば計算時間を短縮することができる。

演算ユニット 21 は適当にプログラムされたマイクロプロセッサで構成することができる。このマイクロプロセッサは別の制御作用、例えばメモリ 17 - 20 のアドレス指定やシフトレジスタ 16

およびマルチプレクサ 22 の制御を行うこともできる。ライン 13 へのスタートパルスの発生、サンプリング値 S_1 としきい値 S_0 との比較、およびクロック発生器のパルスの計数もまたこのマイクロプロセッサによつて行うことができる。更にこのマイクロプロセッサはクロックパルス自体の供給さえできる。演算ユニットが行うべき演算動作は比較的簡単である (乗算、加算および比較)。代りに、単一のマイクロプロセッサよりも速い適当なビットスライスプロセッサで演算ユニットを形成することもできる。

$B(l)$ または $G(l)$ の計算に固定小数点を用いると (これは計算速度の上から好ましいが) 中間結果に対してオーバーフローが起き易い。これは適当な所謂スケールリングステップス (scaling steps) によつて防ぐことができる。

加算段 28 において伝播時間 Z は次の関係式に従つて形成される。

$$Z = n^* T + 1^* T / K - d$$

ここで n^* はカウンタ 10 の内容、 d は装置常数

(apparatus constant)である。この常数は1回だけ求めればよいが、次のようにして簡単に求めることができる、即ち、他は同じ条件とし、送信機と受信機間の2つの異なる距離に対する伝播時間を式(8)によつて決め、値dが、式(8)によつて求めた伝播時間が送信機と受信機間の距離に比例するように変えられることによつて比較的簡単に決めることができる。使用される増幅器8のタイプによつては、dは更に^(その)都度の増幅定数に依存することがある。けれども、この依存性は前以てわかるものなので、容易に考慮に入れることができる。

音の速度はその媒体の温度によつて変化する。水のような液体媒体に対してこの依存性は次のようなものである、即ち、10分の数度の温度変化があると、数cmの間の伝播時間が既に値 T/K よりも多く変わり、したがつて、このような温度依存性によつて測定が既に可なり不正確になる。このような不正確な測定を避ける1つの方法は、容器1内の液温を一定に保つことである。けれども、

ファクタaを基準信号にも加えることができる。前と同じに考え、 $B(1) > 0$ という副条件をもつて

$$G'(1) = A - B(1)^2/C(1) \quad (9)$$

の最小値を求めることになる。これは本質的に $B(1)$ の最大値を求めるのと同じである。この(9)式の A 、 $B(1)$ 、 $C(1)$ は式(3)、(4)、(5)に定義された通りである。式(7)による値 $G(1)$ とちがつて、値 $G(1^*)$ は結果の信頼性を示さない。

以上述べた方法においては、その絶対値が所定のしきい値 S_0 を越える最初の負のサンプリング値がさがされた。けれども、この代りに正のしきい値 S'_0 (この場合 S'_0 も S_0 より大きいことがある)を越える最初の正のサンプリング値をさがす方がより有利なこともある。第1a図の例においては例えば S_0 がこれに当る。もつとも、この別のやり方においても、サンプリング値 $S_1 \dots S_M$ を蓄えるために遅延線15を用いることができ、この場合 $P = 3$ である。

これに代えて伝播時間の温度影響を十分に除くこともできる。この目的で、超音波送信機2と受信機3の各角位置において、被検査物4に影響されずまた送信機と受信機間に同じ幾何学的な距離を有する超音波パルスの伝播時間 Z_0 を決めることができる。これは、一般的には、超音波トランスジューサ列2および3の極超音波送信および受信素子に対する場合がそうである。このようにして測定された値 n^* および 1^* に基づき式(8)によつて求められた伝播時間 Z_0 は、被検査物4で影響され且つその直後に求められた伝播時間 Z と同じように温度に依存する。したがつて、商 Z/Z_0 は、温度に無関係で且つ伝播時間に比例する値である。この商はコンピュータ24に加えられ、このコンピュータは、被検査物4の1つの層内の種々の点における屈折率分布を計算する。計算された分布は適当な表示装置25例えばテレビジョンモニタ上に表示される。

以上述べた方法の代りに幾つかの方法が考えられる。例えば、 $F(a, 1)$ に対する式(1)において、

代りに、正および負のしきい値を組合せることもでき、例えば負のしきい値が矢つぎ早やに次々と更に負の方向に、または正のしきい値が矢つぎ早やに次々と更に正の方向に続いた場合にはじめて連続した記憶が開始される。

今迄は、基準値により決められた基準信号の範囲は、サンプリング値により決められた測定値の範囲よりも大きいという前提に基づいてきた。けれども、本発明の方法は、サンプリング値により決められた測定値の範囲が大きくされ、このため例えば $M + N$ のサンプリング値が利用でき(第1c図参照)また対応する基準信号の範囲が小さくされ、したがつて $K \cdot M$ 基準値のみが存在する(第1d図)ような場合にも実施できる。

この場合にも、基準信号と測定信号の選ばれた範囲の対応は、やはり次の関係を満足する関数 $F(a, 1)$ によつて数式的に表わすことができる。

$$F(a, 1) = \sum_{m=1}^M (a \cdot S_{x(m,1)} - S_{y(m,1)}^*)^2 \quad (10)$$

こゝで

$$x(m, l) = m + \text{int}((l-1)/K) \quad (11)$$

$$y(m, l) = K \cdot m - (l-1) + K \cdot \text{int}((l-1)/K) \quad (12)$$

で、 $\text{int}()$ は、この関数の独立変数よりも大きくない最大の整数に対応する関数である。

この場合も関数 $F(a, l)$ は、

$$G(l) = -B^2(l)/A(l) + C(l)$$

が最小になる l に対してその最小値をとる。こゝで

$$A(l) = \sum_{m=1}^M (S_{x(m, l)})^2 \quad (13)$$

$$B(l) = \sum_{m=1}^M S_{x(m, l)} \cdot S_{y(m, l)}^* \quad (14)$$

$$C(l) = \sum_{m=1}^M (S_{y(m, l)}^*)^2 \quad (15)$$

である。

$G(l)$ の最小化は $B(l)$ の最小化と等価であり、最初の解法と同様にして実行可能である。それ故、 l^* の計算は既述の方法に相当するので、これについての説明は省略する。

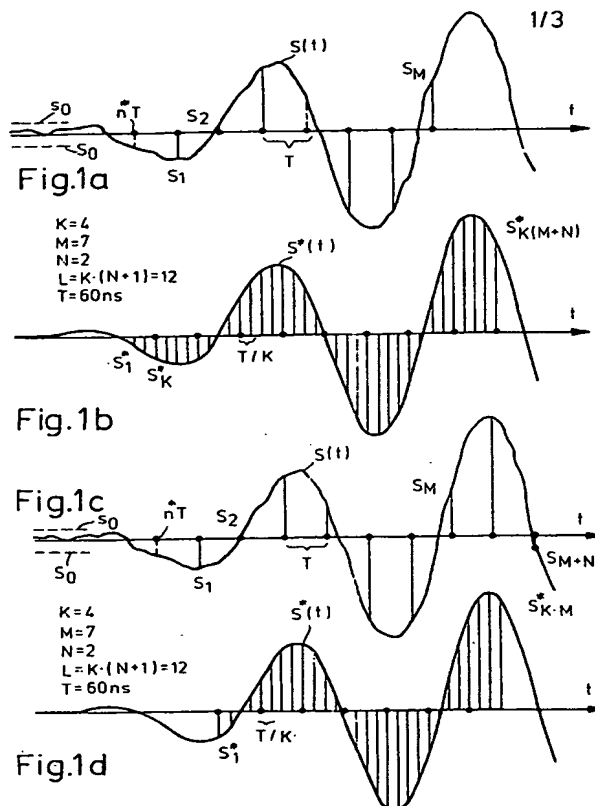
4. 図面の簡単な説明

第1a図より第1d図は代表的な測定信号と基準信号の時間的变化

第2図は本発明装置の一実施例のブロック回路図

第3図は l^* を決めるためのフローチャートである。

- | | |
|------------------|-------------|
| 2 … 超音波送信機 | 3 … 超音波受信機 |
| 4 … 板検査物 | 6 … 増幅器 |
| 7 … アナログ-デジタル変換器 | |
| 8 … クロック発生器 | 10 … カウンタ |
| 11 … 比較器 | 15 … 遅延線 |
| 16 … シフトレジスタ | 24 … コンピュータ |
| 25 … 表示ユニット。 | |



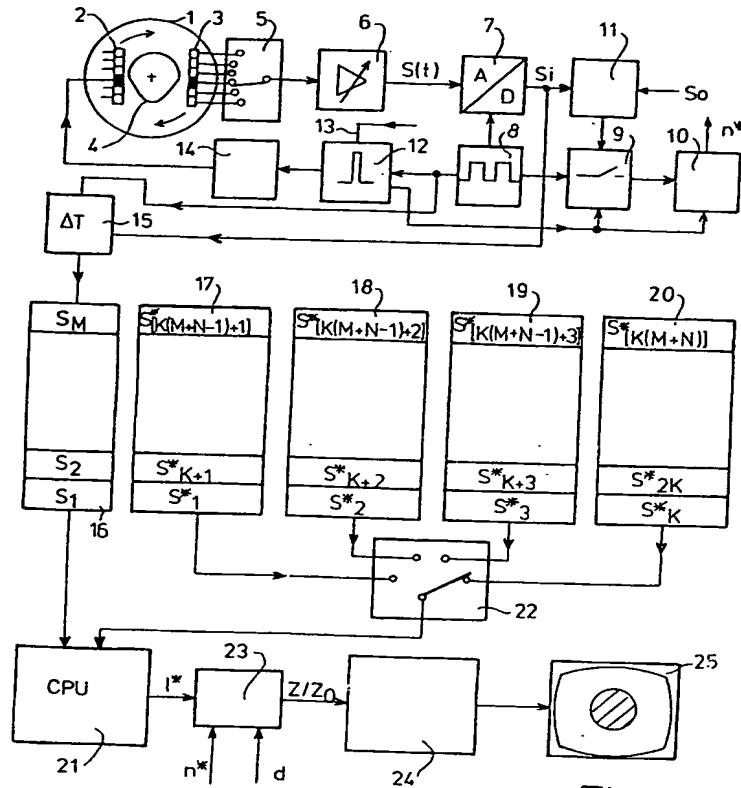


Fig. 2

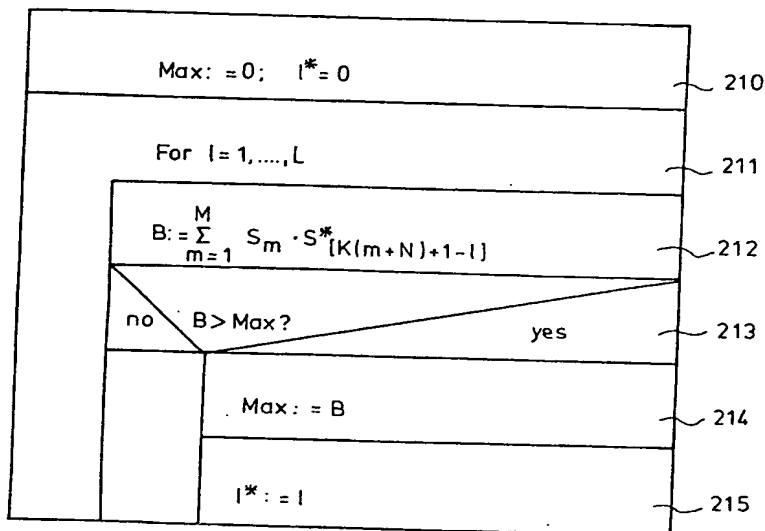


Fig. 3